

离子推力器小功率正高压屏栅电源研究^{*}

蔡婧璐, 段永辉, 慕振博, 王新征

(上海空间电源研究所, 上海 200240)

摘 要: 为了设计一种适用于小功率离子推力器的小功率正高压屏栅电源, 提出了一种前级降压斩波电路后级全桥 LLC 谐振及全波倍压整流的两级式拓扑结构。在该主电路的基础上, 设计了控制电路, 并开展了试验研究。试验结果表明: 设计的正高压屏栅电源在输入电压 42V、输出负载 12.52k Ω 时, 输出电压和输出功率分别为 1050V, 88W, 且输出电压误差范围控制在 2% 以内, 屏栅电源效率为 90.44%。对于输出正负极高压短路、瞬时加减速具有自恢复功能。研究证明了该两级式拓扑结构的可行性, 从而提供了一种小功率正高压屏栅电源的设计方法, 对小功率离子推力器的发展具有推动作用。

关键词: 离子推力器; 小功率正高压屏栅电源; 降压斩波电路; 全桥 LLC 谐振; 全波倍压整流
中图分类号: V439.2 **文献标识码:** A **文章编号:** 1001-4055 (2022) 06-200962-09
DOI: 10.13675/j.cnki. tjjs. 200962

Low Power and High Positive Voltage Beam Supply of Ion Thruster

CAI Jing-lu, DUAN Yong-hui, MU Zhen-bo, WANG Xin-zheng

(Shanghai Institute of Space Power-Sources, Shanghai 200240, China)

Abstract: To design the low power and high positive voltage beam supply applied to low power ion thruster, a two-level topology was proposed. The first level was composed by Buck converter and the second level was composed by full bridge LLC resonant circuit and full wave rectifier. Base on this topology, the control circuit was designed and the experiments were carried out. The experimental results show that when the input voltage is 42V, the load resistor is 12.52k Ω , the output voltage and power of the designed beam supply is 1050V and 88W. Also, the error range of output voltage is in 2% and the efficiency of beam supply is 90.44%. For the output voltage short circuit and adding or subtracting load, the beam supply has the ability of recovery. This study can prove the feasibility of the two-level topology and provide a method to design low power and high positive voltage beam supply. Also, it promotes the development of low power ion thruster.

Key words: Ion thruster; Low power and high positive voltage beam supply; Buck converter; Full bridge LLC resonant circuit; Full wave rectifier

1 引 言

近年来,随着商业航天的蓬勃发展,基于商业航天模式的独特性,对航天器推进系统提出了小功率、

低成本的应用需求。传统航天器推进系统一般采用化学推进技术。化学推进技术的缺陷在于比冲较低,推进系统能达到的喷气速度约为 2~3km/s^[1],而且需要采用大量的推进剂,成本较高。而电推进技术

^{*} 收稿日期: 2020-12-02; 修订日期: 2021-02-25。

作者简介: 蔡婧璐, 硕士生, 研究领域为航天器二次电源。

通讯作者: 王新征, 硕士, 高级工程师, 研究领域为航天器二次电源。

引用格式: 蔡婧璐, 段永辉, 慕振博, 等. 离子推力器小功率正高压屏栅电源研究[J]. 推进技术, 2022, 43(7):200962.
(CAI Jing-lu, DUAN Yong-hui, MU Zhen-bo, et al. Low Power and High Positive Voltage Beam Supply of Ion Thruster [J]. *Journal of Propulsion Technology*, 2022, 43(7):200962.)

可以借助电能,将喷气速度提高至少十倍。因此,为了提高比冲,节省推进剂,降低成本,电推进技术开始逐渐被应用于航天工程中。其中,离子电推进作为电推进技术的一种,适合向小功率等级发展,在商业航天领域具有一定的研究意义。

离子推力器 PPU(电源处理单元)一般主要由正高压屏栅电源、负高压加速栅电源、阳极电源、阴极点火源和阴极加热恒流源等组成。其中,正高压屏栅电源占 PPU 总功率的 80% 以上,功率占比最大^[2]。由此可见,小功率正高压屏栅电源是实现小功率离子推力器工作的关键技术之一。

随着离子电推进技术的快速发展与应用,屏栅电源作为其重要组成部分,针对不同的应用需求,国内外提出了多种屏栅电源的拓扑结构。美国的“深空一号”项目包含 4 个独立的电源模块,每个模块采用非谐振全桥拓扑,输入为 80V,输出为 300V,适用于功率等级为 2.3kW 的 PPU^[3]。美国的“NEXT”项目采用移相/脉宽调制双全桥变换器,由两个全桥电路并联组成,适用于 5~10kW 功率等级的 PPU。该拓扑包含两种工作模式,分别是移相模式和脉宽调制模式^[4]。欧洲的 Astrium 公司设计了一种两组变换器构成的谐振型拓扑。设计的最大输出功率为 1.4kW。主变换器输出 80%~90% 的电压,采用 LC 串联谐振型隔离拓扑,次变换器采用推挽拓扑来传输剩余的电压^[5]。我国自主研发的 LIPS-200 离子推力器的屏栅电源拓扑采用的是两组全桥,适用于功率等级为 1kW 的 PPU。主要缺点是开关管工作在硬开关状态,难以提升效率。LIPS-300 作为 LIPS-200 的进阶版,为了改善效率问题,它配备的屏栅电源引入了移相全桥软开关技术^[1]。为了提升屏栅电源的可靠性,徐友慧等^[6]又提出了一种 6 个电源模块串联输出,每个电源模块均采用全桥 LLC 谐振变换器,可实现高压大功率输出和低压小功率输出的多模式工作方式。

目前提出的屏栅电源结构,主要针对大功率应用场合,或者低压小功率输出场合。而适用于高压

小功率输出场合的屏栅电源拓扑具有广阔的发展前景。基于此,本文提出一种前级 Buck 后级全桥 LLC 谐振及全波倍压整流的两级式拓扑结构,输出功率为 88W,输出电压为 1050V。试验研究该屏栅电源的性能,模拟正常工作、输出正负极短路和瞬时加减载工况,对测试波形开展详细分析。本文提出的两级式屏栅电源拓扑结构对小功率离子推力器的发展具有推动作用。

2 小功率正高压屏栅电源设计

2.1 主功率电路的分析与设计

为了适应高压小功率的应用需求,本文在设计时,采用电压增益较高的多级变换器构成主功率电路。前级变换器一般选择非隔离型直流拓扑,如 Buck, Boost 或 Buck-boost。Buck 电路与其他两种非隔离性拓扑相比具有可抑制输入浪涌电流和控制器设计较为简单的特点,因此本文选择 Buck 作为前级电路。后级变换器由于高压电气隔离的需求一般选择隔离型电路,如全桥变换器、移相全桥变换器或全桥 LLC 谐振变换器。而全桥 LLC 谐振具有在全负载范围内均能实现一次侧开关管零电压开通,二次侧二极管零电流关断的特点,可以降低开关损耗,有效提高屏栅电源的效率。因此,本文选择全桥 LLC 谐振作为后级电路。由于设计的变换器电压增益较大,后级整流部分采用可以将电压抬高 8 倍的全波倍压整流电路。

前级 Buck 后级全桥 LLC 谐振及全波倍压整流的两级式拓扑结构如图 1 所示。图中,开关管 Q , 二极管 D , 电感 L 和电容 C 组成 Buck 降压电路。开关管 $Q_1 \sim Q_4$, 谐振电感 L_r , 谐振电容 C_r , 励磁电感为 L_m 的变压器 T 组成全桥 LLC 谐振电路。电容 $C_1 \sim C_8$, 二极管 $D_1 \sim D_8$ 组成全波倍压整流电路。输入电压为 U_{in} , Buck 电路输出电压为 U_{o1} , 主功率电路输出电压为 U_o 。

Buck 电路的工作原理是,当开关管 Q 开通时,输入电源向电感 L 充电,电感 L 储存电能;当开关管 Q 关

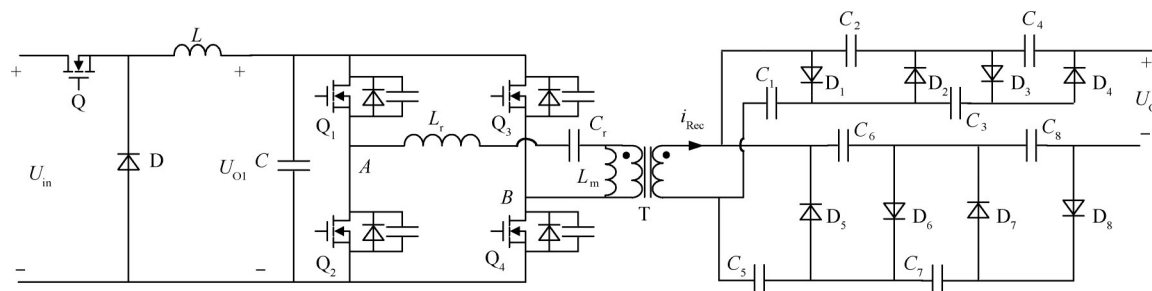


Fig. 1 Power circuit of the low power and high positive voltage beam supply

断时,二极管D导通,电感 L 释放电能。开关管Q和二极管D承受的最大电压均为输入电压,在选择开关管Q和二极管D时,以此为选择依据。电感 L 和电容 C 则以式(1)和式(2)为选择依据^[7]。式(1)中 ΔI_o 为Buck电路电感电流纹波, f_s 为Buck电路的开关频率。式(2)中 ΔU_{o1} 为Buck电路输出电压纹波, d 为占空比。Buck电路的电压增益如式(3)所示。

$$L = \frac{U_{o1}}{\Delta I_o \cdot f_s} \cdot \left(1 - \frac{U_{o1}}{U_{in}}\right) \quad (1)$$

$$C = \frac{U_{o1}}{8L \cdot f_s^2 \cdot \Delta U_{o1}} \cdot (1 - d) \quad (2)$$

$$U_{o1} = dU_{in} \quad (3)$$

全桥LLC谐振电路开关频率和谐振频率 f_r 之间的大小关系决定了其工作模式。当开关频率等于谐振频率 f_r 时,电路工作在临界模式。此时,电路的直流增益为1, L_r 和 C_r 谐振,等效阻抗为0,输出特性最好^[8-14]。因此,在设计时,一般取开关频率等于谐振频率 f_r ,谐振频率 f_r 的表达式如式(4)所示。

$$f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_r C_r}} \quad (4)$$

当全桥LLC谐振电路工作在临界模式,工作波形如图2所示。图中, U_{o1} 是前级Buck输出电压也是全桥LLC谐振电路输入电压, i_{Lr} 是谐振电流, i_{Lm} 是变压器T的励磁电流, U_A 是开关管 Q_2 两端电压, i_{Rec} 是副边电流, U 是变压器副边输出电压的绝对值。

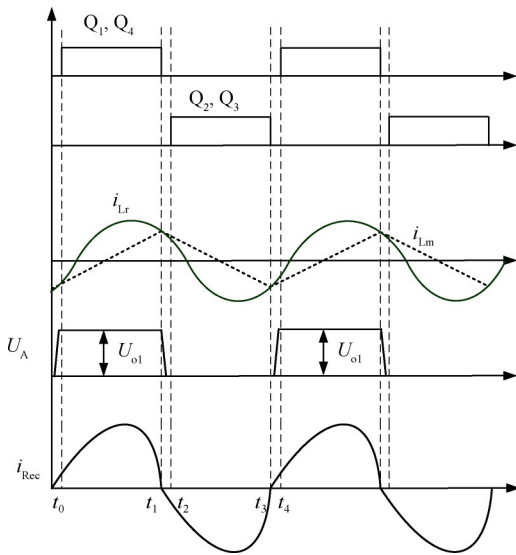


Fig. 2 Waveforms of the full bridge LLC resonant circuit

每个时间段阶段的电路工作状态如下:

$t_0 \sim t_1$ 时刻,开关管 Q_1 和 Q_4 开通,励磁电流线性上升,谐振电流增大, $i_{Lr} > i_{Lm}$,A点电位为 U_{o1} , $U_A = U_{o1}$,功率

传向二次侧,二次侧整流电流 $i_{Rec} > 0$ 。

t_1 时刻,开关管 Q_1 和 Q_4 关断。此时,二次侧整流电流降为零,二次侧整流管实现零电流关断。因此,一次侧流过变压器的电流也为零, $i_{Lr} = i_{Lm}$ 。同时,A点电位开始下降,励磁电流开始线性下降。

$t_1 \sim t_2$ 时刻,处于死区工作时间, L_m , L_r 和四个开关管的寄生电容谐振。 Q_2 和 Q_3 两端电压下降到零, Q_1 和 Q_4 两端电压上升到 U_{o1} 。

t_2 时刻,开关管 Q_2 和 Q_3 开通,在此之前, Q_2 和 Q_3 两端电压已经下降到零,实现了一次侧开关管零电压开通。

$t_2 \sim t_3$ 时刻处于另外半个周期,开关管 Q_2 和 Q_3 开通,励磁电流线性下降,谐振电流减小, $|i_{Lr}| > |i_{Lm}|$,A点电位保持为零,功率再次传向二次侧,二次侧整流电流 $i_{Rec} < 0$ 。

t_3 时刻,开关管 Q_2 和 Q_3 关断。此时,二次侧整流电流变为零,二次侧整流管实现零电流关断。因此,一次侧流过变压器的电流也为零, $i_{Lr} = i_{Lm}$ 。同时,励磁电流开始线性上升。

$t_3 \sim t_4$ 时刻,处于死区工作时间, L_m , L_r 四个开关管的寄生电容产生谐振。 Q_1 和 Q_4 两端电压下降到零, Q_2 和 Q_3 两端电压上升到 U_{o1} 。

t_4 时刻,开关管 Q_1 和 Q_4 开通,在此之前, Q_1 和 Q_4 两端电压已经下降到零,实现了一次侧开关管零电压开通。此后,电路进入了下一个工作周期。

全波倍压整流电路的工作原理如下^[15-19]。

首先规定二极管正向电压为左负右正。当变压器副边交流电压在正半周时, D_1 导通, C_1 被充电至 U ;当交流电压在负半周时, D_1 反向截止,电路通过 D_2 向 C_2 充电, C_2 两端电压为变压器副边电压和 C_1 两端电压之和, C_2 被充电至 $2U$;在第二个电压正半周, D_2 反向截止,此时由于变压器副边电压和 C_1 两端电压大小相等,方向相反,因此 D_1 两端电压为零, D_1 不导通。电路通过 D_3 向 C_3 充电, C_3 两端电压为变压器副边电压和 C_1 , C_2 两端电压之和, C_3 被充电至 $2U$;在第二个电压负半周, D_1 反向截止, C_2 两端电压仍为变压器副边电压和 C_1 两端电压之和,即 $2U$ 。 D_3 反向截止, D_4 导通, C_4 两端电压等于 C_3 两端电压, C_4 被充电至 $2U$ 。同理可得,当规定二极管正向电压为左正右负时,变压器副边交流电压经过两个周期后, C_5 被充电至 U , C_6 , C_7 和 C_8 被充电至 $2U$ 。另一个变压器副边连接的全波整流电路同理。

于是,在稳态工作时,即所有电容已经经过了上述充电阶段,当变压器副边电压为正时, D_8 和 D_{16} 导

通,输出电压公式如式(5)所示。当变压器副边电压为负时, D_4 和 D_{12} 导通,输出电压公式如式(6)所示。

$$\begin{aligned} U_o &= U + U_{c_2} + U_{c_4} + U_{c_5} + U_{c_7} = \\ &U + 2U + 2U + U + 2U = \\ &8U \end{aligned} \quad (5)$$

$$\begin{aligned} U_o &= U + U_{c_1} + U_{c_3} + U_{c_6} + U_{c_8} = \\ &U + U + 2U + 2U + 2U = \\ &8U \end{aligned} \quad (6)$$

综上,经过全波整流电路,输出电压为直流电压,大小是变压器副边电压的八倍。

基于对主功率电路的工作原理分析,结合表 1 列出的设计技术指标,确定主功率电路主要元件参数,如表 2 所示。其中,Buck 电路中的电感 L 和电容 C 根据式(1)和式(2)得到。变压器的变比由电压增益关系推导可得。由于输出电压指标为 1050V,考虑到全波倍压整流将电压抬高 8 倍,因此变压器副边输出电压应为 131.25V。根据 Buck 电路的占空比为 0.52,结合式(3)可知,全桥 LLC 输入电压为 21.84V,由于设计的全桥 LLC 谐振电压增益为 1,因此变压器原边电压等于 21.84V。综上可知,变压器变比应为 1:6。在实际设计时,最终选择变比为 5:30,漏感 L_m 为 51.3 μ H 的变压器。一般谐振电感 L_r 小于变压器漏感 L_m 的 0.1 倍,在本文中,谐振电感 L_r 取 1 μ H。进一步,根据式(4)列出的谐振电感 L_r 和谐振电容 C_r 之间的比例关系,可算得谐振电容 C_r 取 300nF。

Table 1 Main design technical index

Design technical index	Value
Duty ratio of Buck (d)	0.52
Input voltage (U_{in})/V	42
Output voltage (U_o)/V	1050
Output power/W	88
Switching frequency/kHz	300

Table 2 Main component parameters of the power circuit

Parameter	Value
L/μ H	36.2
C/μ F	110
L_r/μ H	0.6
C_r/nF	470
L_m/μ H	51.3
Turn ratio of transformer T	5:30
$C_1 \sim C_8/\text{nF}$	220

为了验证主功率电路参数设计是否正确,根据图 1 的电路结构、表 1 列举的设计指标和表 2 列举的电路参数在仿真软件中搭建主功率电路并对仿真结

果进行分析。仿真得到的 Buck 输出电压波形如图 3 所示,屏栅电源输出电压、输出电流波形如图 4 所示,全桥 LLC 谐振电路开关管驱动信号、变压器原边谐振电流和副边整流电流波形如图 5 所示。由图 3 可知,Buck 输出电压为 21.84V,是输入电压的 0.52 倍。由图 4 可知,由于在全桥 LLC 谐振电路中设置了 0.05 μ s 的死区时间,屏栅电源实际输出电压为 1048V,略低于设定的 1050V,输出电流为 0.084A。将图 5 与图 2 对比可知,图 5 中的仿真波形基本与图 2 中的理论波形相符。综上,开环仿真结果证实了表 2 中主电路参数设计的正确性。

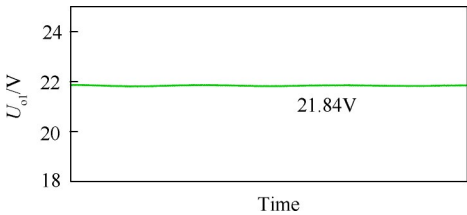


Fig. 3 Voltage waveform of Buck

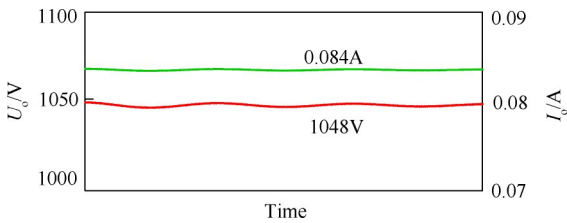


Fig. 4 Output voltage waveform and output current waveform of beam supply

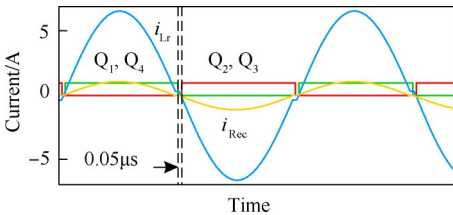


Fig. 5 Simulation waveforms of the full bridge LLC resonant circuit

2.2 控制电路的分析与设计

控制电路按 Buck 控制电路和全桥 LLC 谐振控制电路两部分设计。Buck 电路考虑到高低压电气隔离的需要,采用磁隔离加电压电流闭环控制,使用隔离反馈芯片 UC2901, PWM 控制芯片 UC2843 和驱动芯片 IR2110 实现。全桥 LLC 谐振采取开环控制,使用 PWM 控制芯片 UC2825 和驱动芯片 IR2110 产生两两互补的四路驱动信号。

Buck 控制电路芯片 UC2901, UC2843 和 IR2110 的外围电路设计分别如图 6(a), 6(b) 和 6(c) 所示。

主功率电路输出电压经过比例分压得到电压信号 PHV 送入 UC2901 内部误差放大器的负端,与正端设置的参考电压比较,经过 PI 调节,在 COMP 脚产生输出信号,再经过芯片内部逻辑在 4 脚和 5 脚之间产生输出电压。UC2901 的 4 脚和 5 脚之间外接了变压器隔离电路,经过了变压器隔离电路和 RC 滤波产生约为 2.5V 的输出信号 PHVFB。

UC2901 输出信号 PHVFB 接到 UC2843 的误差放大器负端 3 脚,与芯片内部设置的参考电压 2.5V 比较,经过 PI 调节,在 COMP 脚产生输出信号。在 UC2843 芯片内部,COMP 脚的输出将作为电流误差放大器的正端输入。ISENSE 为电流误差放大器的负端输入。ISENSE 端外接的电路起到的是限流作用,当流过 Buck 电路开关管的电流大于设定值时,

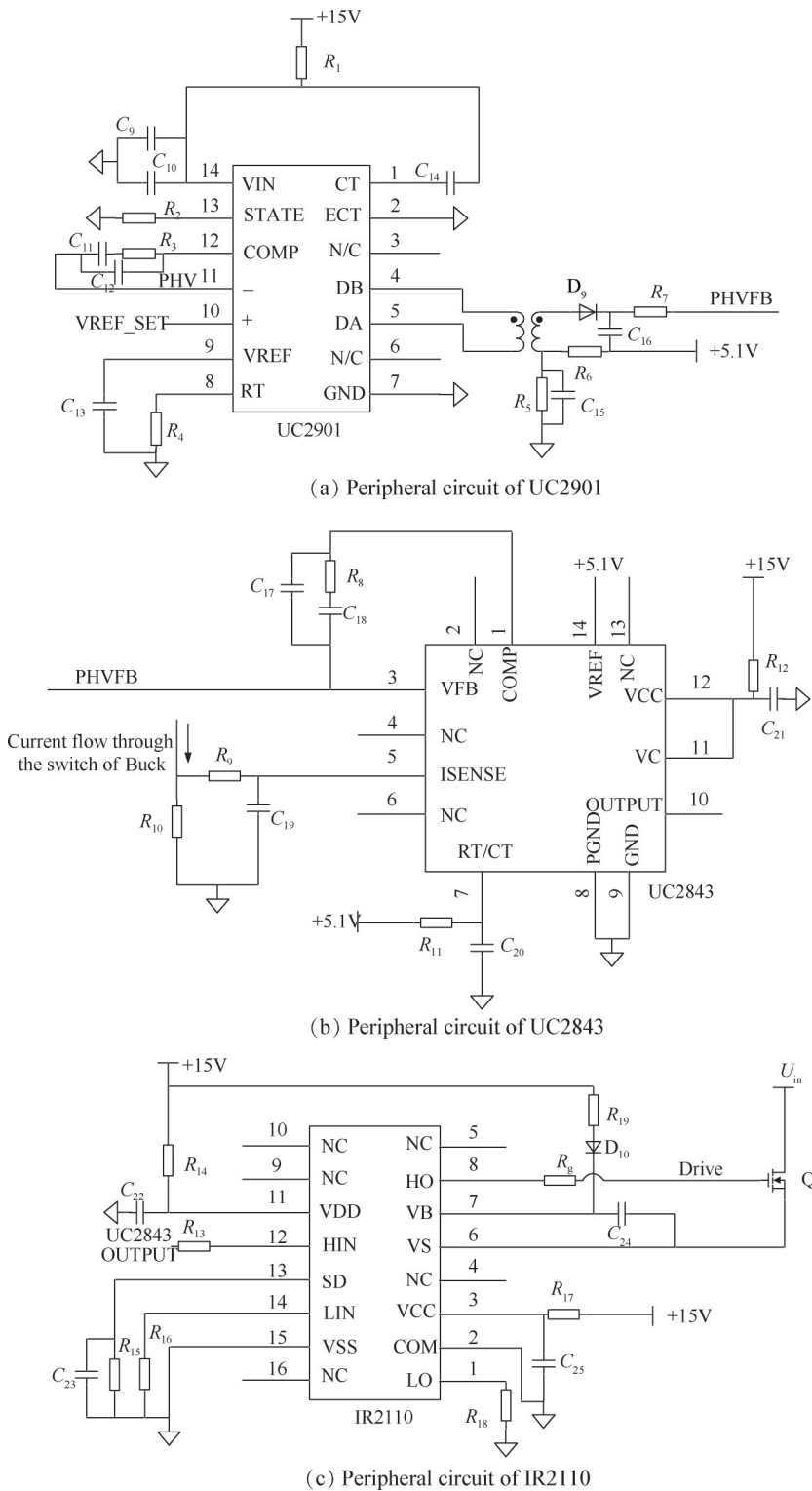


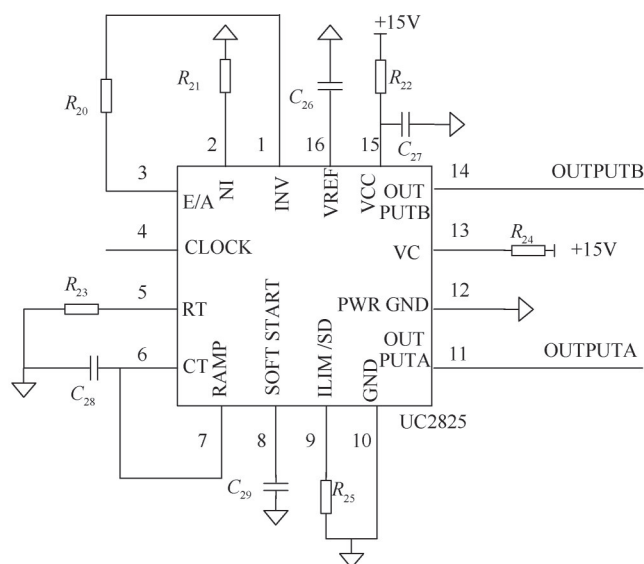
Fig. 6 Control circuit of Buck

UC2843的OUTPUT脚输出信号拉零。UC2843的输出OUTPUT脚与IR2110的HIN脚相连。

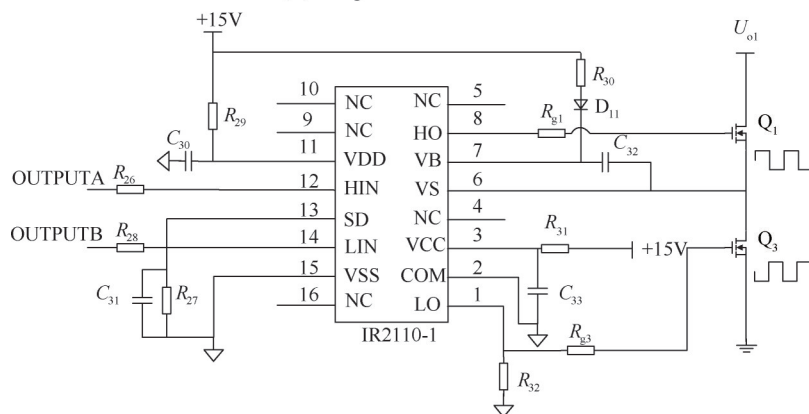
IR2110的VB脚和VS脚之间连接的电容 C_{24} 起到自举作用。IR2110的HO脚的输出作为主功率电路Buck开关管Q的栅极驱动信号。当HIN为高电平时,自举电容经过芯片内部对Buck开关管Q的栅源极放电,从而使得开关管Q导通;当HIN为低电平时

时,+15V通过自举二极管 D_{10} 向自举电容 C_{24} 充电,聚集在开关管Q栅源极间的电荷通过栅极电阻 R_g 在芯片内部形成回路,迅速放电使得Buck开关管Q关断。

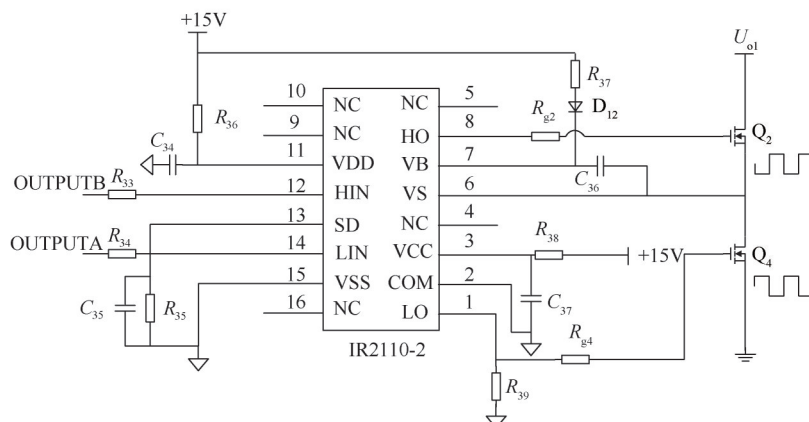
全桥LLC谐振控制电路芯片UC2825,IR2110-1和IR2110-2的外围电路设计如图7(a),7(b)和7(c)所示。PWM控制芯片UC2825产生两路互补的控制



(a) Peripheral circuit of UC2825



(b) Peripheral circuit of IR2110-1



(c) Peripheral circuit of IR2110-2

Fig. 7 Control circuit of the full bridge LLC resonant circuit

信号,各自占空比为 50%,频率按照主功率电路设计,由 RT/CT 脚外接的电阻 R_{23} 、电容 C_{28} 实现 300kHz 开关频率。由于全桥 LLC 谐振包含四个开关管,因此需要采用两个 IR2110 芯片,输出 4 路两两互补的驱动信号。UC2825 OUTPUTA 和 OUTPUTB 的输出信号分别作为 IR2110-1 芯片 HIN 脚和 LIN 脚的输入以及 IR2110-2 芯片 LIN 脚和 HIN 脚的输入。IR2110-1 的两路输出,HO 脚作为开关管 Q_1 的驱动信号,LO 脚作为开关管 Q_3 的驱动信号。IR2110-2 的两路输出,HO 脚作为开关管 Q_2 的驱动信号,LO 脚作为开关管 Q_4 的驱动信号。

当 UC2825 OUTPUTA 脚的输出信号为高电平时,IR2110-1 的 HIN 脚和 IR2110-2 的 LIN 即为高电平输入。此时,自举电容 C_{32} 两端电压加到 Q_1 栅源极间,使得 Q_1 导通,聚集在 Q_3 栅源极间的电荷通过 R_{g3} 迅速对地放电,由于死区时间的影响, Q_3 在 Q_1 开通前迅速关断。同时,聚集在 Q_2 栅源极间的电荷通过 R_{g2} 迅速对地放电, +15V 经过 R_{g4} 和 Q_4 栅源极形成回路,使得 Q_4 导通。 Q_4 导通后, +15V 经过自举二极管 D_{12} 、自举电容 C_{36} 和 Q_4 形成回路,对自举电容 C_{36} 充电。

当 UC2825 OUTPUTB 脚的输出信号为高电平时,IR2110-1 的 LIN 脚和 IR2110-2 的 HIN 即为高电平输入。此时,自举电容 C_{36} 两端电压加到 Q_2 栅源极间,使得 Q_2 导通,聚集在 Q_4 栅源极间的电荷通过 R_{g4} 迅速对地放电,由于死区时间的影响, Q_4 在 Q_2 开通前迅速关断。同时,聚集在 Q_1 栅源极间的电荷通过 R_{g1} 迅速对地放电, +15V 经过 R_{g3} 和 Q_3 栅源极形成回路,使得 Q_3 导通。 Q_3 导通后, +15V 经过自举二极管 D_{11} 、自举电容 C_{32} 和 Q_3 形成回路,对自举电容 C_{32} 充电。

3 实验测试

按照第 2 节中的设计指标和电路参数搭建了正高压屏栅电源的实验样机,如图 8 所示。

对实验样机进行实验测试,得到如图 9~图 13 的实验结果。图 9 为正高压屏栅电源 Buck 开关管 Q 的驱动波形 U_{drive} 。图 10 为全桥 LLC 谐振电路 Q_1 和 Q_3 开关管的驱动波形, U_{drive1} 为 Q_1 的驱动波形, U_{drive3} 为 Q_3 的驱动波形, Q_1 和 Q_3 交替导通。开关管 Q, Q_1 和 Q_3 驱动波形的具体参数如表 3 所示。图 11 为正高压屏栅电源启动测试结果。将输入电压设置为 42V,输入电流保护值设置为 10A。屏栅电源外接 12.52k Ω 负载。在 t_1 时刻启动正高压屏栅电源,约经过 0.447s,输出

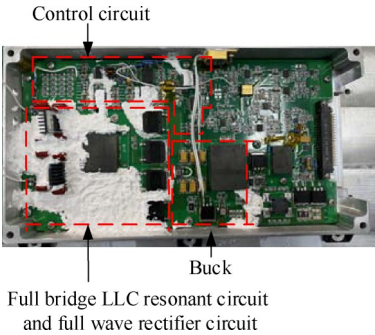


Fig. 8 Experimental prototype of beam supply

电压和输出电流稳定,在 $t_1 \sim t_2$ 时间段内,峰值电压为 1093V,峰值电流为 87.125mA。稳态时,输出电压平均值为 1050.4V,输出电压纹波为 16V,经计算输出电压误差在 2% 以内。输出电流平均值为 83.78mA,输出功率为 88W。此时,屏栅电源实际输入电压为 41.8V,输入电流为 2.328A,输入功率为 97.3W。由此可得,效率为 90.44%。图 12 为加减载测试结果。在 t_3 时刻,负载由 13.37k Ω 降为 12.52k Ω ;在 t_4 时刻,负载由 12.52k Ω 增为 13.37k Ω 。负载减少时,输出电流有效值从 76.909mA 升为 82.271mA;负载增加时,输出电流有效值从 82.271mA 降为 76.947mA。在加减载期间,输出电压稳定在 1032~1066V。图 13 为正高压屏栅电源输出正负极短路测试结果。在 t_5 时刻正高压屏栅电源输出短路,输出电压 U_o 被迅速拉零,输出电流 I_o 产生一个尖峰,但仍在电流保护范围之内。在 $t_5 \sim t_6$ 短路期间,放大测试波形可知,输出电压保持为零,输出电流在 24~211mA。

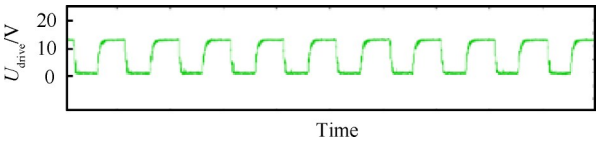


Fig. 9 Driving waveform of Q

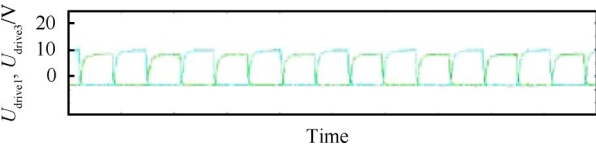


Fig. 10 Driving waveforms of Q_1 and Q_3

Table 3 Specific parameters of the driving waveforms

Switch	Frequency/kHz	Duty ratio
Q	302.81	0.5294
Q_1, Q_3	156.25	0.4625

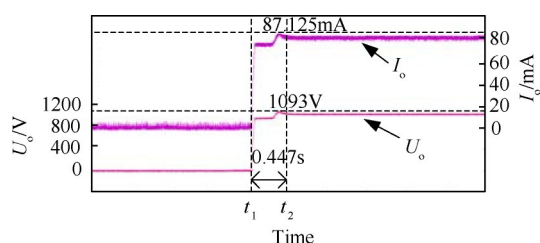


Fig. 11 Experimental waveforms of starting beam supply

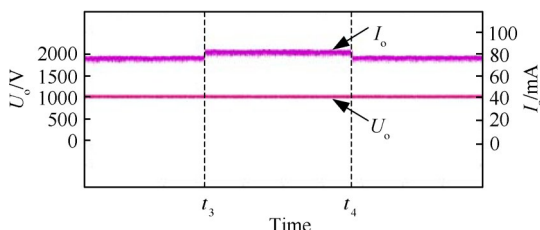


Fig. 12 Experimental waveforms of adding and subtracting load

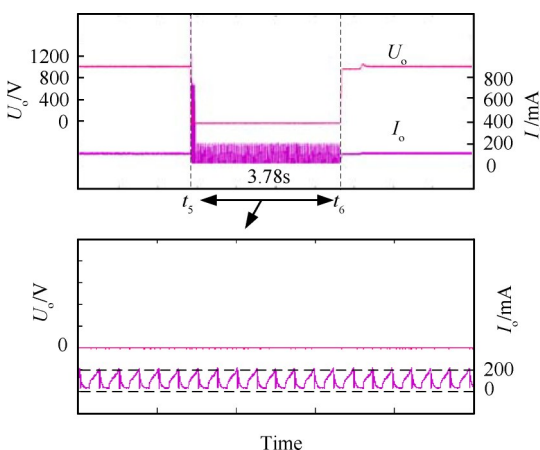


Fig. 13 Experimental waveforms of output voltage short circuit

4 结论

本文对离子推力器小功率正高压屏栅电源进行了研究,提出了一种前级 Buck 后级全桥 LLC 谐振及全波倍压整流的两级式电路拓扑,可以得到以下结论:

(1)设计的小功率正高压屏栅电源当输入电压为 42V,负载为 12.52k Ω 时,输出电压为 1050.4V,输出电压误差在 2% 以内,输入稳压源提供的功率为 97.3W,屏栅电源输出功率为 88W,效率可达到 90.44%。

(2)对于瞬时加减载、输出正负高压短路的情况,设计的小功率正高压屏栅电源均可实现自恢复功能,可靠性较高。

本设计可以提高推力器电源系统的效率和可靠性,对于小功率离子推力器的发展具有推动作用。在后续研究过程中,进一步提高小功率正高压屏栅电源的效率可作为下一步研究方向,可以延续两级式拓扑的设计理念,从前级选择效率更高的电路(如 SuperBuck)入手。

致谢:感谢西安航天动力研究所对本项目的支持。

参考文献

- [1] 于达仁, 乔磊, 蒋文嘉, 等. 中国电推进技术发展及展望[J]. 推进技术, 2020, 41(1): 1-12. (YU Da-ren, QIAO Lei, JIANG Wen-jia, et al. Development and Prospect of Electric Propulsion Technology in China [J]. *Journal of Propulsion Technology*, 2020, 41(1): 1-12.)
- [2] 胡延栋, 王少宁, 陈昶文, 等. 用于小行星探测的离子电推进屏栅电源拓扑研究[J]. 航天器工程, 2019, 28(3): 79-85.
- [3] Hamley J, Cardwell G, McDowell J, et al. The Design and Performance Characteristics of the NSTAR PPU and DCIU[C]. Cleveland: 34th AIAA/ASME/SAE/ASEE Joint Propulsion Conference and Exhibit, 1998.
- [4] Pinero L R, Hopson M, Todd P, et al. Performance of the NEXT Engineering Model Power Processing Unit[C]. Cincinnati: 43rd AIAA/ASME/SAE/ASEE Joint Propulsion Conference and Exhibit, 2007.
- [5] Meusemann H, Winter M. Electric Propulsion in Germany: Current Program and Prospective [C]. Princeton: Proceedings of the 29th International Electric Propulsion Conference, 2005.
- [6] 徐友慧, 胡延栋, 武桐, 等. 离子推力器高效高可靠性屏栅电源设计[J]. 推进技术, 2021, 42(10): 2393-2400. (XU You-hui, HU Yan-dong, WU Tong, et al. Design of High Efficiency and High Reliability Screen Supply for Ion Thruster[J]. *Journal of Propulsion Technology*, 2021, 42(10): 2393-2400.)
- [7] 邹一照. 一种基于同步整流技术的降压 DC-DC 转换器设计[D]. 南京: 东南大学, 2006.
- [8] 刘新新. LLC 谐振变换器分析方法的研究[D]. 北京: 华北电力大学, 2018.
- [9] 徐东, 高文根, 王金桥. LLC 谐振变换器的分析和设计[J]. 重庆理工大学学报(自然科学), 2018, 32(1): 166-173.
- [10] Sifat Ullah Khan. 全桥 LLC 谐振变换器的分析与设计[D]. 南京: 东南大学, 2017.
- [11] 罗俊豪. LLC 谐振变换器参数优化设计及电压调制策

- 略研究[D]. 武汉: 武汉大学, 2018.
- [12] 林辉品. 宽范围 LLC 谐振变换器的研究[D]. 杭州: 浙江大学, 2019.
- [13] 朱爱云. 全桥 LLC 变换器的优化设计[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2019.
- [14] 彭秋雨, 赵葵银, 熊 赛, 等. 全桥 LLC 谐振变换器研究[J]. 湖南工程学院学报(自然科学版), 2019, 29(3): 12-16.
- [15] Alan Mallmann, Felice Forrissi, Erik Mache, et al. High Voltage Power Supply for T5 Gridded Ion Thruster[C]. *Florence: 36th International Electric Propulsion Conference*, 2019.
- [16] 赵文杰, 万成安, 郑 岩, 等. 基于倍压整流电路的空间高压电源设计[J]. 电子设计工程, 2019, 27(20): 64-69.
- [17] 李小龙. 基于全波倍压整流电路的模块化电池均衡拓扑研究[D]. 成都: 西南交通大学, 2019.
- [18] 陈 翔, 王丛岭, 杨 平, 等. 倍压整流电路参数分析与设计[J]. 科学技术与工程, 2012, 12(29): 7732-7735.
- [19] 银志军, 赵 扬, 孙大维, 等. 倍压整流电路的仿真与分析[J]. 光电技术应用, 2006(5): 71-75.

(编辑: 张 贺)